Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

Институт электроники и телекоммуникаций

Высшая школа прикладной физики и космических технологий

Работа допущена к защите

директор ВШПФиКТ

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_А.Л. Гельгор

«\_\_\_\_» июня 2025 г.

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

РАБОТА БАКАЛАВРА

МНОГОЧАСТОТНЫЙ МОДЕМ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ ЛЧМ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ РАДИОПЛАТФОРМЫ

по направлению подготовки 11.03.01 – «Радиотехника»

Профиль 11.03.01\_01 – «Космические и наземные радиотехнические системы»

Выполнил

студент гр. 4931101/10101 Г.И. Тетерин

Руководитель

профессор, д.т.н. С.Б. Макаров

Руководитель

ассистент, к.т.н. И. Лавренюк

Консультант по нормоконтролю Р.И. Зудов

Санкт-Петербург

2025**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ПЕТРА ВЕЛИКОГО**

**Институт электроники и телекоммуникаций**

|  |  |
| --- | --- |
|  | УТВЕРЖДАЮ  Директор высшей школы прикладной физики и космических технологий  \_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_ / А.Л. Гельгор  « 25 » апреля 2025 г. |

**ЗАДАНИЕ**

**по выполнению выпускной квалификационной работы**

студенту Тетерину Георгию Ильичу гр. 4931101/10101

фамилия, имя, отчество (при наличии), номер группы

1. Тема работы: Многочастотный модем с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ сигналов на базе программно-определяемой радиоплатформы

2. Срок сдачи студентом законченной работы: 02 июня 2025

3. Исходные данные по работе:

Литература:

1) X. Ouyang and J. Zhao, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 9, pp. 3946-3957, Sept. 2016, doi: 10.1109/TCOMM.2016.2594792;

2) M. S. Omar and X. Ma, "Performance Analysis of OCDM for Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 7, pp. 4032-4043, July 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3055070;

3)  R. Zhang, Y. Wang and X. Ma, "Channel Estimation for OCDM Transmissions With Carrier Frequency Offset," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 11, no. 3, pp. 483-487, March 2022, doi: 10.1109/LWC.2021.3133467;

4) J. Liu, P. Yang, T. Q. S. Quek, Y. Xiao and W. Xiang, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing With Index Modulation," in IEEE Transactions on Communications, vol. 72, no. 8, pp. 4577-4590, Aug. 2024, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3370447;

3.1. Использовать открытые образовательные ресурсы и программы поиска и анализа информации.

3.2. Использовать средства автоматизации (автоматизированной) разработки\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

3.3. Применить (протестировать) программное обеспечение MATLAB

4. Содержание работы (перечень подлежащих разработке вопросов):

1) Произвести обзор литературы по теме, провести анализ существующих решений с точки зрения различных методов формирования многочастотных сигналов с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ (OCDM) и алгоритмов их обработки для беспроводного канала связи;

2) Разработать имитационную модель приемопередающей системы в программном пакете MATLAB, позволяющую осуществлять исследование и оценку эффективности работы алгоритмов формирования и приема в канале АБГШ и в каналах с частотно-селективными замираниями; провести сравнение помехоустойчивости приёма сигналов OCDM с сигналами OFDM при наличии частотной отстройки в каналах с замираниями; исследовать зависимость пик-фактора от параметров сигналов OCDM.

3) С использованием разработанной модели произвести оценку потенциального повышения энергетической эффективности системы при использовании сигналов OCDM для различных моделей беспроводных каналов, определяемых технической спецификацией 3GPP TS 36.101.

4) Разработать беспроводной многочастотный модем с использованием программно-определяемых радиоплатформ NI USRP, осуществить экспериментальные исследования и сравнение полученных результатов с моделированием.

5. Перечень графического материала (с указанием обязательных чертежей): Графики зависимости вероятности битовых и ошибок от отношения сигнал/шум, структурные и блок-схемы.

6. Консультанты по работе (если есть):

7. Дата выдачи задания 25.04.2025

Руководитель ВКР д.т.н., проф. Макаров С.Б.

к.т.н., асс. Лавренюк И.

Задание принял к исполнению «25» апреля 2025 г.

Студент Тетерин Г.И.

Реферат

На 46 с., 25 рисунков, 3 таблицы

Ключевые слова: многочастотные сигналы, многолучевость, программно-определяемая радиоплатформа, модем, частотно-селективные замирания, частотная расстройка, многочастотные сигналы с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов.

**Тема выпускной квалификационной работы:** «Многочастотный модем с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ сигналов на базе программно-определяемой радиоплатформы».

Цель работы – Разработать прототип многочастотного модема с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов на базе программно-определяемой радиоплатформы.

В ходе работы были исследованы алгоритмы формирования и обработки OCDM‑сигналов. Была разработана имитационная модель приемо‑передающей системы, с помощью которой была исследована помехоустойчивость сигналов OCDM в различных моделях каналов. Так же с помощью модели было проведено сравнение помехоустойчивости OCDM и OFDM. Было определено, что в каналах с частотно-селективными замираниями энергетический выигрыш OCDM вероятности битовой ошибки 10-3 может достигать 12 дБ в отсутствии частотной расстройки и 14 дБ при её наличии.

Кроме того, была разработана программная часть модема. Результатом стал прототип модема на базе программно‑определяемых радиоплатформ NI USRP со скоростями передачи данных 8 Мбит/с и 16 Мбит/c, использующий тип модуляции QPSK на 64 поднесущих.

Использовались открытые образовательные ресурсы и программы поиска и анализа информации. Применено программное обеспечение MATLAB.

Abstract

46 pages, 25 figures, 3 tables

**Keywords:** multicarrier, multipath propagation, software defined radio, modem, frequency-selective fading, frequency offset, orthogonal chirp division multiplexing.

**The topic of the final qualifying work** is “Multicarrier modem using Orthogonal Chirp Division Multiplexing based on a software-defined radio”

The objective of this work is to develop a prototype of a multicarrier modem using Orthogonal Chirp Division Multiplexing based on a software-defined radio.

During the work, algorithms for the generation and processing of OCDM signals were studied. A simulation model of the transceiver system was developed, which was used to investigate the noise immunity of OCDM signals in various channel models. Additionally, this model was employed to compare the interference immunity of OCDM and OFDM signals. It was determined that in channels with frequency-selective fading, the Eb/N0 gain of OCDM at a bit error rate of 10⁻³ can reach up to 12 dB in the absence of frequency offset and up to 14 dB in its presence.

Moreover, the software part of the modem was developed. The result was a modem prototype based on the NI USRP software-defined radio platform with data rates of 8 Mbps and 16 Mbps (at sampling rates of 10 MHz and 20 MHz, respectively).

Open educational resources and information search and analysis tools were used. MATLAB software was applied.

ОГЛАВЛЕНИЕ

[Список аббревиатур, сокращений и обозначений 8](#_Toc199817204)

[Введение 9](#_Toc199817205)

[Глава 1. Многочастотные сигналы 11](#_Toc199817206)

[1.1. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов 11](#_Toc199817207)

[1.2 Ортогональное мультиплексирование ЛЧМ-сигналов 12](#_Toc199817208)

[1.3 Цель и задачи 14](#_Toc199817209)

[Глава 2. Принцип формирования и приёма сигналов OCDM 16](#_Toc199817210)

[2.1 Преобразование Френеля 16](#_Toc199817211)

[2.2 Прямой метод формирования OCDM 17](#_Toc199817212)

[2.3 Формирование при помощи преобразования Френеля 19](#_Toc199817213)

[2.4 Описание эквалайзера 20](#_Toc199817214)

[2.5 Вычислительно эффективный алгоритм формирования OCDM‑символа 22](#_Toc199817215)

[Глава 3. Имитационное моделирование 24](#_Toc199817216)

[3.1. Описание имитационной модели 24](#_Toc199817217)

[3.2 Результаты имитационного моделирования 26](#_Toc199817218)

[3.2.1 Исследования в канале с АБГШ 26](#_Toc199817219)

[3.2.2 Помехоустойчивость приема в частотно-избирательных каналах 29](#_Toc199817220)

[3.2.3 Частотно-избирательные каналы при наличии расстройки несущей частоты 32](#_Toc199817221)

[Глава 4. Модем 36](#_Toc199817222)

[4.1 Программная архитектура 36](#_Toc199817223)

[4.1.1 Передатчик 36](#_Toc199817224)

[4.1.2 Приёмник 37](#_Toc199817225)

[4.2 Прототип модема 38](#_Toc199817226)

[4.3 Результаты 38](#_Toc199817227)

[4.3.1 Результаты в проводном канале (канал с АБГШ) 38](#_Toc199817228)

[4.3.2 Результаты в беспроводном канале 40](#_Toc199817229)

[Заключение 44](#_Toc199817230)

[Список использованных источников 45](#_Toc199817231)

СПИСОК аббревиатур, сокращений и обозначений

Применяются следующие аббревиатуры и сокращения:

АБГШ – аддитивный белый Гауссовский шум

БПФ – быстрое преобразование Фурье

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

ЛЧМ – линейная частотная модуляция

ОСШ – отношение сигнал шум

ОДПФ – обратное дискретное преобразование Фурье

BER – bit error ratio (вероятность битовой ошибки)

CFO – carrier frequency offset (расстройка несущей частоты)

EPA – extended pedestrian A (расширенная модель пешехода)

ETU – extended typical urban (расширенная типичная городская модель)

EVA – extended vehicular A (расширенная модель транспортного средства)

LTE – long term evolution (долговременное развитие)

NFFT – number of fast Fourier transform (размер быстрого преобразования Фурье)

OCDM – orthogonal chirp division multiplexing (ортогональное мультиплексирование ЛЧМ-сигналов)

OFDM – orthogonal frequency division multiplexing (мультиплексирование с ортогональным частотным разделением)

QPSK – quadrature phase‑shift keying (квадратурная фазовая манипуляция)

SDR – software-defined radio (программно‑определяемая радиоплатформа)

ZF – zero forcing (форсирование нуля)

Введение

Современные системы беспроводной связи предъявляют высокие требования к скорости передачи данных, устойчивости к помехам и эффективному использованию спектра. В условиях растущей нагрузки на радиочастотные ресурсы и усложнения каналов связи традиционные методы модуляции и мультиплексирования требуют совершенствования. Одним из перспективных видов модуляции является ортогональное мультиплексирование ЛЧМ‑сигналов, известное так же, как OCDM (Orthogonal chirp division multiplexing).

OCDM представляет собой инновационный подход к мультиплексированию сигналов, объединяющий преимущества ЛЧМ сигналов и ортогонального распределения поднесущих. Такая технология обеспечивает высокую помехоустойчивость, устойчивость к многолучевому распространению и частотно-селективным замираниям [1], что особенно важно для современных радиоканалов с переменной и сложной структурой.

Важным фактором при разработке современных радиосистем является использование программно‑определяемых радиоплатформ (Software-Defined Radio, SDR), которые позволяют переконфигурировать параметры передачи и приёма сигнала, быстро внедрять новые алгоритмы обработки и адаптироваться к изменяющимся условиям канала без необходимости аппаратных изменений.

OCDM широко исследован теоретически с использованием имитационных моделей, однако результатов экспериментальных исследований в беспроводном канале связи практически нет, в связи с чем, закономерно формируется цель этой работы.

Целью данной работы является разработка прототипа многочастотного модема с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов на базе программно-определяемой радиоплатформы.

Для достижения цели необходимо выполнение следующих задач:

* Провести обзор литературы по теме, провести анализ существующих решений с точки зрения различных методов формирования сигналов с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ (OCDM) и алгоритмов их обработки для беспроводного канала связи.
* Разработать имитационную модель приемопередающей системы в программном пакете MATLAB, позволяющую осуществлять исследование и оценку эффективности работы алгоритмов формирования и приема в канале АБГШ и в каналах с частотно-селективными замираниями; провести сравнение помехоустойчивости приема сигналов OCDM с сигналами OFDM при наличии частотной отстройки в каналах с замираниями; исследовать пик-фактор сигналов OCDM.
* С использованием разработанной модели произвести оценку потенциального повышения энергетической эффективности системы при использовании сигналов OCDM для различных моделей беспроводных каналов, определяемых технической спецификацией 3GPP TS 36.101.
* Разработать беспроводной многоканальный модем с использованием программно-определяемых радиоплатформ NI USRP, осуществить экспериментальные исследования и сравнение полученных результатов с моделированием.

Глава 1. Многочастотные сигналы

* 1. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов

В технологии OFDM последовательный поток данных передается одновременно (параллельно) через N каналов при помощи совокупности ортогональных поднесущих. Ортогональность между поднесущими достигается при помощи выбора соответствующего частотного разноса, благодаря которому максимум спектра каждой поднесущей совпадает с нулями спектров остальных поднесущих, что приводит к устранению межканальной интерференции.

Изображение выглядит как зарисовка, рукописный текст

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Спектры: a) одна поднесущая OFDM сигнала, б) OFDM сигнал

В работе [2] 1971 года Эберт и Вейнстейн предложили использовать ДПФ для модуляции и демодуляции в системах параллельной передачи данных. В современных системах применяется формирование и обработка сигнала на основе БПФ, что позволяет экономить ресурсы необходимые для реализации алгоритмов. Передаваемый во временной области OFDM символ описывается следующим выражением:

где *s(n)*– *n*-ый передаваемый OFDM символ,

*k* – индекс поднесущей,

*N* – количество поднесущих,

*x*k – модуляционный символ, передаваемый на *k*-ой поднесущей.

В результате прохождения сигнала через многолучевой канал может возникать межсимвольная интерференция, для борьбы с которой для каждого символа *x*k вводится циклический префикс (CP) – циклическое расширение, достигаемое добавлением в начало символа копии некоторого числа последних отсчётов, как показано на рисунке 2.

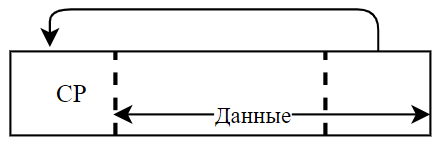


Рис. . Демонстрация CP

Длина циклического префикса выбирается большей, чем максимальная задержка в канале, так как в этом случае задержанные копии OFDM-символа будут иметь целое число периодов внутри интервала БПФ.

Несмотря на свои достоинства и широкое распространение в современных высокоскоростных системах связи, в условиях высокой мобильности OFDM оказывается не такой эффективной, так как является чувствительной к негативным эффектам, возникающим в таких сценариях. Например, к глубоким замираниям и межканальной интерференции, возникающей вследствие расстройки частоты.

1.2 Ортогональное мультиплексирование ЛЧМ-сигналов

Технология OCDM похожа на OFDM в том плане, что последовательный поток данных передается параллельно через N каналов, однако если в OFDM поднесущими называются колебания, разнесенные по частоте, то в OCDM поднесущие – это копии одного и того же ЛЧМ-сигнала, называемого корневым, с различным сдвигом по фазе. Сдвиги по фазе выбираются таким образом, что поднесущие оказываются ортогональны друг другу [1]. На рисунке 3 приведены изображения поднесущих в OFDM и OCDM.

Изображение выглядит как текст, диаграмма, Шрифт, График

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Поднесущие в а) OFDM и б) OCDM

Дискретное описание OCDM символа, передаваемого во временной области, приведено следующим образом

В (2) *s*(*n*) – *n*-ый передаваемый OCDM символ,

*N* – количество поднесущих,

*k* – индекс поднесущей,

*x*(*k*) – модуляционный символ, передаваемый на *k*-ой поднесущей.

За счет своей структуры в условиях высокой мобильности OCDM сигналы оказываются более устойчивыми [3], [4] к негативным эффектам, ухудшающим помехоустойчивость приема сигналов с OFDM, не теряя при этом в спектральной эффективности и не проигрывая по пик-фактору [3], [5].

OCDM широко исследован для гидроакустических [6] и оптических [7] систем связи, причем как с теоретической точки зрения, так и с экспериментальной. Результаты таких исследований в реальных каналах связи были опубликованы еще в прошлом десятилетии [8].

В литературе достаточно много внимания уделено математическому моделированию приемопередающих систем с использованием сигналов OCDM в беспроводных каналах связи, однако наблюдается недостаток экспериментальных исследований и результатов. Малое внимание уделяется особенностям практических реализаций таких систем на базе современных вычислительных систем (например SDR). Откуда следует цель моей работы, а также задачи, необходимы для ее достижения.

1.3 Цель и задачи

Таким образом, **цель работы:** разработать прототип многочастотного модема с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов на базе программно-определяемой радиоплатформы.

Задачи:

* Провести обзор литературы по теме, провести анализ существующих решений с точки зрения различных методов формирования сигналов с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ (OCDM) и алгоритмов их обработки для беспроводного канала связи.
* Разработать имитационную модель приемопередающей системы в программном пакете MATLAB, позволяющую осуществлять исследование и оценку эффективности работы алгоритмов формирования и приема в канале АБГШ и в каналах с частотно-селективными замираниями; провести сравнение помехоустойчивости приема сигналов OCDM с сигналами OFDM при наличии частотной отстройки в каналах с замираниями; исследовать пик-фактор сигналов OCDM.
* С использованием разработанной модели произвести оценку потенциального повышения энергетической эффективности системы при использовании сигналов OCDM для различных моделей беспроводных каналов, определяемых технической спецификацией 3GPP TS 36.101.
* Разработать беспроводной многоканальный модем с использованием программно-определяемых радиоплатформ NI USRP, осуществить экспериментальные исследования и сравнение полученных результатов с моделированием.

Глава 2. ПРИНЦИП ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИёМА СИГНАЛОВ OCDM

В этой главе описывается преобразование Френеля, являющееся ключевым в технологии OCDM, по аналогии с ДПФ в OFDM, алгоритмы формирования и обработки OCDM-сигналов.

2.1 Преобразование Френеля

Преобразование Френеля – интегральное преобразование, берущее начало из оптики и описывающее оптическую дифракцию в ближнем поле. Когда монохроматическая плоская волна с длиной волны *λ* падает на щель, чей размер сравним с *λ*, результирующая дифракционная картина на пластине на расстояние *z* описывается следующим уравнением

где (∙) – обозначение преобразование Френеля с параметром *a=λz,* обозначающимнормированное расстояние Талбота,

*s(t)* – коэффициент пропускание решетки.

Ядром преобразования Френеля является уравнение 4

Важным свойством является то, что преобразование Френеля от линейной свертки *h*(*t*) и *s*(*t*) является сверткой одного с преобразованием Френеля другого [1], как показано в уравнении (5).

Это свойство отличается от свойства преобразования Фурье, которое заключается в том, что преобразование Фурье от свертки равно произведению преобразований Фурье.

Матрица дискретного преобразования Френеля даёт коэффициенты поля изображения Талбота, или так называемого автоизображения на расстоянии Талбота *z* =  *Z*T/*N*,

где – расстояние Талбота,

*d* – расстояние между повторяющимися решётками.

В работе [9] элемент (*m*, *n*) матрицы дискретного преобразования Френеля **Φ** размером NхN определяется следующим образом

Матрица дискретного преобразования Френеля обладает рядом важных свойств, таких как унитарность и способность к разложению на собственные векторы. Остальные свойства описаны в [10].

2.2 Прямой метод формирования OCDM

Для применения преобразования Френеля в OCDM необходимо выполнение некоторых условий. Во-первых, ЛЧМ-сигналы должны быть ограничены по времени. Во-вторых, пространственный эффект Талбота должен быть преобразован во временной для OCDM. На основе уравнения (6) мы определяем временной аналог расстояния Талбота *Z*T следующим образом

где *T* – период ЛЧМ-сигнала.

Подставив долю расстояния Талбота *z* = *Z*T/*N* в уравнение (4), можно получить временной период Талбота . Подставив *a* в уравнение (4), получаем корневой ЛЧМ-сигнал:

где

прямоугольный импульс.

Можно получить набор из ЛЧМ-сигналов, представляющих собой *N* копий корневого ЛЧМ-сигнала, сдвинутых по фазе. Тогда *k*-ый (*k* = 0, 1, …, *N*‑1) ЛЧМ-сигнал определяется как

Наглядное представление набора из 16 таких ЛЧМ-сигналов представлено на рисунке 4

Изображение выглядит как диаграмма, шаблон

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. – Набор из 16 ЛЧМ-сигналов

Легко можно доказать [1], что полученные ЛЧМ-сигналы взаимно ортогональны:

В системе OCDM амплитуда и фаза каждого ЛЧМ-сигнала могут быть использованы для модуляции (могут применяться такие методы модуляции, как АМ, ФМ и КАМ). На каждую поднесущую в мультиплексированном сигнале отображается соответствующий модуляционный символ для возможности передачи информации. Подобно OFDM-символам, которые передаются блоками, модулированные ЛЧМ-сигналы также передаются блоками. В OCDM‑символе *k*-ый модуляционный символ, модулирующий *k*‑ый ЛЧМ-сигнал, обозначается как . Временное описание OCDM символа, переносящего в себе *N* комплексных модуляционных символов, может описано следующим выражением

Согласно (11), в ходе процедуры приёма, для выделения m-го модуляционного символа может применяться согласованный фильтр, как это показано в [13]

Таким образом, прямые процедуры формирования и приема в системе OCDM можно представить так, как это показано на рисунке 5.

Изображение выглядит как диаграмма, План, Технический чертеж, линия

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . а) формирование б) обработка

2.3 Формирование при помощи преобразования Френеля

Стоит заметить, что дискретное преобразование Френеля определено по-разному в выражении (5) для четных и нечетных значений *N*, следовательно, дискретный OCDM сигнал также будет определен по-разному для четных и нечетных значений *N* ((14) и (15), соответственно).

Если сравнить выражения (14) и (15) с определением дискретного преобразования Френеля, можно увидеть, что описанные представления OCDM-сигнала есть ничто иное как обратное дискретное преобразование Френеля, которое, таким образом, можно использовать для формирования необходимого набора дискретизированных ЛЧМ-сигналов.

Выразим уравнения (12) и (13) в матричной форме, для этого объединим символы в векторную форму следующим образом

Тогда дискретный OCDM сигнал во временной области будет описан уравнением (17)

Учитывая, что матрица дискретного преобразования Френеля унитарная, в приемнике принятые символы можно восстанавливать с помощью обратной операции, то есть с помощью дискретного преобразования Френеля

2.4 Описание эквалайзера

Сигнал ***r*** на входе приемника описывается следующим выражением

где **H** – матрица импульсного отклика канала,

***n***– вектор АБГШ.

Прежде чем восстанавливать переданные символы стоит компенсировать влияние канала, а затем применить дискретное преобразование Френеля, как это показано в уравнении (18). Возможно также сначала произвести преобразования Френеля над принятым сигналом ***r*** и затем заниматься компенсацией влияния канала. Такой вариант описывается следующим образом:

В таком виде ЛЧМ-сигналы оказываются как бы «прозрачными» для канала так, как если бы модуляционные символы передавались напрямую. Стоит также упомянуть, что благодаря унитарности матрицы дискретного преобразования Френеля вектор помех остается АБГШ.

Авторы [1] предлагают алгоритм эквализации в частотной области, при котором дискретное преобразование Френеля в приёмнике не требуется. Структурное описание алгоритма представлено на рисунке 6.

Изображение выглядит как диаграмма, текст, План, Технический чертеж

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Структурное описание алгоритма эквализации

Предлагается вместо того, чтобы сразу применить дискретное преобразование Френеля, подвергнуть сначала OCDM-сигнал ДПФ:

где **F** – нормализованная матрица ДПФ.

Используя свойство , можно переписать предыдущее выражение в следующем виде

где – матрица частотного отклика канала,

– матрица коэффициентов.

Матрицы и  **–** диагональные [1], причём *k*-ый элемент на диагонали матрицы описывается следующим выражением

Используя коммутативное свойство произведения двух диагональных матриц, выражение (22) можно переписать следующим образом

Прежде чем компенсировать влияние канала происходит поворот фазы, обратный тому, который вносится , путем умножения на матрицу . Тогда эквализованный сигнал будет описываться выражением (25)

где **G** – диагональная матрица, где каждый *k*-ый диагональный элемент G(*k*) представляет собой коэффициент эквалайзера.

Для эквалайзера, рассматриваемого в этой работе, элемент G(*k*) описывается выражением (26)

Впоследствии, над сигналом производится ОДПФ, после чего сигнал можно подвергать демодуляции.

2.5 Вычислительно эффективный алгоритм формирования OCDM‑символа

Одним из достоинств OCDM считается, что этот вид модуляции можно реализовать с помощью систем, разработанных под OFDM с некоторыми дополнениями [1], [11]. Основанием этому служит связь дискретных преобразований Фурье и Френеля, которая будет рассмотрена в этом подразделе.

Итак, ядром ДПФ служит выражение (27)

а ядром дискретного преобразования Френеля – выражение (28)

Можно заметить, что дискретное преобразование Френеля в (27) состоит из ДПФ с дополнительными квадратичными фазами 1 и 2, описываемыми выражениями (29) и (30), соответственно

Таким образом, дискретное преобразование Френеля можно выполнить на основе ДПФ в три шага:

1. умножение на матрицу поворота фазы 1,
2. использование ДПФ
3. умножение на матрицу поворота фазы 2.

Аналогично, можно выполнить и обратное дискретное преобразование Френеля, если проделать эти шаги в обратном порядке и вместо ДПФ применить ОДПФ.

Поскольку матрицы 1 и 2 – диагональные, а ДПФ и ОДПФ можно эффективно выполнять при помощи БПФ, такой метод оказывается вычислительно эффективнее, чем метод, описанный ранее, и требующий умножение на матрицу. Сложность формирования OCDM-символа снижается с O(*N*2) до O(*N*\*log(*N*)), что особенно играет роль при увеличении N.

Глава 3. Имитационное моделирование

Эта глава посвящена имитационному моделированию приемо‑передающей системы для сигналов OCDM. Приведена структура модели и результаты сравнения помехоустойчивости таких сигналов с OFDM в различных моделях каналов.

3.1. Описание имитационной модели

Для оценки эффективности работы системы с OCDM в различных каналах связи, а также для проведения сравнения помехоустойчивости приёма с сигналами OFDM в программном пакете MATLAB была разработана имитационная модель приемопередающей системы. На рисунке 7 представлена структурная схема имитационной модели.

Изображение выглядит как текст, снимок экрана, Прямоугольник, дизайн

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Структурная схема имитационной модели

В самом начале происходит инициализация параметров модели: количество информационных битов, количество итераций, количество поднесущих, вид модуляции, объём канального алфавита, значение частотного сдвига (в том числе нулевой сдвиг), длительность циклического префикса, частота дискретизации и тд. Затем происходит генерация псевдослучайной последовательности информационных битов с последующим отображением на модуляционные символы. Потом происходит разветвление: для сигналов OFDM над модуляционными символами производится обратное быстрое преобразования Фурье, для OCDM – обратное дискретное преобразование Френеля. В данной модели преобразование было осуществлено при помощи умножения на матрицу, так как MATLAB позволяет выполнять матричные операции без значительной траты ресурсов. Далее идет добавление циклического префикса. Следующим шагом является выбор профиля частотно-избирательного канала:

1. Отсутствие замираний
2. Расширенная модель движения пешехода типа A (*Extended Pedestrian A – EPA*), параметры которой приведены в табл. 1

Таблица

Параметры модели канала EPA

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Луч | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Задержка, нс | 0 | 30 | 70 | 80 | 110 | 190 | 410 |
| Средняя относительная мощность, дБ | 0 | -1 | -2 | -3 | -8 | -17.2 | -20.8 |

1. Расширенная модель движения автомобиля типа A (*Extended Vehicular A – EVA*), параметры приведены в табл. 2

Таблица

Параметры модели канала EVA

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Луч | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| Задержка, нс | 0 | 30 | 150 | 310 | 370 | 710 | 1090 | 1730 | 2510 |
| Средняя относительная мощность, дБ | 0 | -1.5 | -1.4 | -3.6 | -0.6 | -9.1 | -7 | -12 | -16.9 |

1. Расширенная модель в условиях типичной городской застройки (*Extended Typical Urban – ETU*), параметры приведены в табл. 3

Таблица

Параметры модели канала ETU

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Луч | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| Задержка, нс | 0 | 50 | 120 | 200 | 230 | 500 | 1600 | 2300 | 5000 |
| Средняя относительная мощность, дБ | -1 | -1 | -1 | 0 | 0 | 0 | -3 | -5 | -7 |

Затем добавляется АБГШ и при необходимости частотный сдвиг, после чего удаляется циклический префикс и оба сигнала подвергаются БПФ, затем снова происходит разветвление: для OCDM дополнительно предусмотрено умножение на матрицу поворота фазы. Следующим шагом является эквализация с помощью оценки канала, полученной от деления исходных модуляционных символов на те, которые получились после ДПФ (и поворота фазы, в случае OCDM). После чего сигнал OCDM подвергается ОДПФ и происходит демодуляция и расчет вероятности битовой ошибки.

3.2 Результаты имитационного моделирования

3.2.1 Исследования в канале с АБГШ

Была получена спектральная плотность мощности для сигналов OCDM и OFDM, результат приведен на рисунке 8. Занимаемая полоса частот и уровень оказались совпадающими, как и предполагалось [12].

Изображение выглядит как текст, График, линия, снимок экрана

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Сравнение спектральной плотности мощности сигналов OCDM и OFDM

Также было проведено сравнение пик-фактора для сигналов OCDM и OFDM с помощью дополнительной функции распределения, показывающей вероятность того, что случайная величина, в данном случае относительная мощность, превышает заданную. Результат приведён на рисунке 9. Пик-фактор OCDM оказался не хуже, чем для OFDM, что соответствует теоретическим расчетам, приведенным в [2].

Изображение выглядит как текст, линия, График, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Сравнение пик-факторов OCDM и OFDM

Результат моделирования в канале с АБГШ приведен на рисунке 10. Зависимость битовой ошибки от ОСШ OCDM сигнала при использовании QPSK ложится на потенциальную кривую помехоустойчивости.

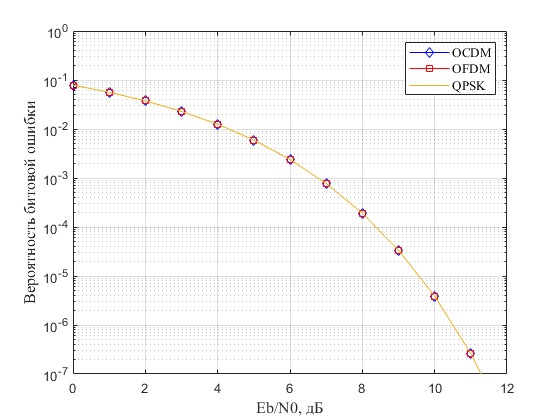


Рис. . Сравнение помехоустойчивости OCDM и OFDM в канале с АБГШ

Совпадение полученных результатов с теоретическими значениями доказывает адекватность и правильность реализации применяемых алгоритмов формирования и обработки OCDM.

3.2.2 Помехоустойчивость приема в частотно-избирательных каналах

На рисунках 9…11 приведены сравнения результатов моделирования OFDM и OCDM в моделях каналов EPA, EVA и ETU с соответствующими скоростями изменения каналов. Из результатов видно, что есть определенное пороговое значение ОСШ, до которого вероятность битовой ошибки OCDM выше, чем у OFDM, однако, после этого значения скорость убывания вероятности битовой ошибки оказывается выше, чем у OFDM. Такой результат коррелирует с известными публикациями, например в [1] и [2] наблюдается такой же эффект порогового значения ОСШ. Для «пешеходной» модели канала EPA, результаты моделирования которого приведены на рисунке 11, это пороговое значение составляет 10 дБ. Энергетический выигрыш OCDM над OFDM при значении вероятности битовой ошибки 10-3 составляет 5 дБ.

Изображение выглядит как текст, линия, График, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . EPA

Для модели движения в транспорте результаты моделирования которой приведены на рисунке 12, таким пороговым значением является 19 дБ. Энергетический выигрыш по уровню вероятности битовой ошибки 10-3 составляет 10 дБ.

Изображение выглядит как текст, График, линия, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . EVA

На рисунке 13 приведен результат моделирования для модели канала типичной городской застройки. Пороговым значением отношения ОСШ для этой модели канала при сравнении OCDM с OFDM является 16 дБ. Для обеих схем модуляции проявляется эффект насыщения для вероятности битовой ошибки: для OFDM граничная вероятность битовой ошибки составляет , для OCDM – . Энергетический выигрыш по уровню вероятности битовой ошибки 10-3 составляет 12 дБ.

Изображение выглядит как текст, График, линия, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . ETU

3.2.3 Частотно-избирательные каналы при наличии расстройки несущей частоты

Расстройка несущей частоты – эффект, возникающий при отсутствии синхронизации гетеродина преобразователя частоты приемника и несущей частоты принятого сигнала. Причинами такого явления может служить как рассогласование частот генераторов в передатчике и приемнике, так и эффект Допплера, возникающий вследствие движения приемника или передатчика (что характерно, для мобильной связи).

Для OFDM ортогональность между поднесущими существует при выполнении того условия, что приемник синхронизирован с частотой несущей [13]. Если это условие не выполняется, то ортогональность между поднесущими нарушается и имеет место межканальная интерференция, которая негативно влияет на помехоустойчивость приема, наглядно этот эффект иллюстирован на рисунке 14.

Изображение выглядит как линия, диаграмма, зарисовка, шаблон

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Влияние CFO на поднесущие OFDM

Если обозначить *ε* за значение нормализованной частотной расстройки, то CFO можно выразить через выражение 31:

где – частотный диапазон поднесущей OFDM,

– частотная расстройка.

В OCDM используются ЛЧМ-сигналы, и каждая поднесущая занимает всю полосу. Благодаря такой структуре сигнала OCDM оказывается более устойчивой [1],[2] к частотным сдвигам меньше занимаемой полосы частот, чем OFDM, в которой одна поднесущая занимает узкий диапазон частот. Также стоит отметить, что ортогональность поднесущих в OCDM менее зависит от частотной синхронизации.

На рисунках 15 и 16 представлено сравнение зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для OCDM и OFDM в канале с замираниями при наличии нормированной частотной расстройки и , соответственно.

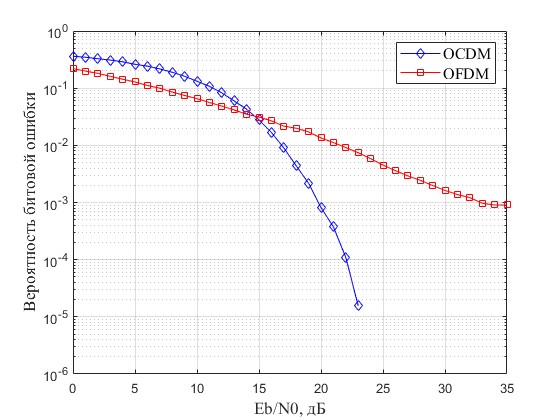


Рис. . Сравнение помехоустойчивости OFDM и OCDM в канале с замираниями при

Изображение выглядит как текст, График, линия, число

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Сравнение помехоустойчивости OFDM и OCDM в канале с замираниями при

Для обоих случаев наблюдается пороговое значение ОСШ (15 дБ при , а при – 17 дБ), до которого вероятность битовой ошибки OCDM выше, чем у OFDM. При значениях ОСШ, больших чем пороговое, помехоустойчивость OCDM заметно возрастает по сравнению с OFDM. В случае для обеих технологий наблюдается эффект насыщения вероятности битовой ошибки (10-2 для OFDM и 10-3 для OCDM).

Глава 4. МОДЕМ

4.1 Программная архитектура

4.1.1 Передатчик

На рисунке 17 представлена структурная схема программной части передающей части модема, выполненной в программном пакете MATLAB. Алгоритм формирования сигнала практически не отличается от описанного в имитационном моделировании, однако есть ряд отличий. Во-первых, формирование OCDM символа реализовано при помощи вычислительно-эффективного алгоритма на основе БПФ. Во-вторых, присутствует ряд дополнительных действий, связанных с подготовкой данных к передаче при помощи SDR, таких как повышение частоты дискретизации в 2 раза, разделение на синфазные и квадратурные составляющие и приведение данных к типу int16.

Изображение выглядит как текст, снимок экрана, Шрифт, дизайн

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Структурная схема передатчика

В реализованном прототипе использовалась структура кадра, представленная на рисунке18.



Рис. . Структура кадра

Длинная преамбула нужна для обнаружения сигнала в приемнике, реализации символьной синхронизации и оценки начальной фазы всего пакета. За ней следуют две одинаковые короткие преамбулы, нужные для определения значения ошибки по частоте, которое затем используется для синхронизации. Далее следует пилотный OCDM‑символ, нужный для оценки канала, применяющейся в эквалайзере, а за ним 10 информационных.

4.1.2 Приёмник

На рисунке 19 изображено структурное описание приемной части модема.

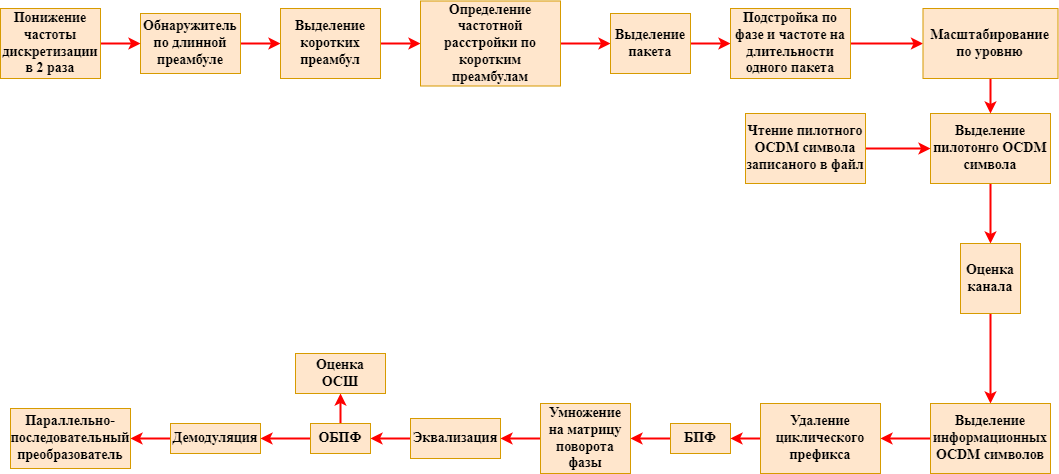


Рис. . Структура приёмника

Первым действием, выполняемым при обработке, является обратное понижение частоты дискретизации в 2 раза. Далее следует обнаружитель, который настроен на длинную преамбулу, по пику корреляционной функции определяется её конец и начальная фаза всего пакета. Для когерентного приема нужно компенсировать фазовую расстройку. Затем выделяются короткие преамбулы, происходит вычисление значений их корреляционных интегралов, определяются их фазы φ1 иφ2. Затем по формуле (32) определяется частотной расстройка, возникающая между двумя преамбулами.

Затем происходит выделение пакета, его подстройка по фазе и частоте и масштабирование по уровню. Происходит выделение пилотного OCDM‑символа, по которому происходит оценка канала по алгоритму, описанному ранее в работе. После эквализации происходит оценка ОСШ по полученном комплексным символам.

4.2 Прототип модема

На рисунке 20 представлена фотография реализованного прототипа модема. Передатчик и приёмник представлены программно-определяемыми радиоплатформами NI USRP 2920.

Изображение выглядит как инжиниринг, Электрическая проводка, Композитный материал, машина

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Прототип модема

Разработанный прототип использует 64 поднесущие, с циклическим префиксом в 16 отсчетов. Наибольший размер канального алфавита – 64. С учетом максимальной частоты дискретизации, которая может быть использована в трансивере, равной 25 МГц, достижимая скорость передачи полезных данных – 120 Мбит/cек.

4.3 Результаты

4.3.1 Результаты в проводном канале (канал с АБГШ)

На рисунке 21 представлена спектральная плотность мощности сигнала, полученная с помощью спектроанализатора Agilent Technologies N9342C. Видно соответствие со спектральной плотностью мощности, полученной в ходе моделирования и приведенной на рисунке 8.

Изображение выглядит как текст, График, линия, число

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Спектральная плотность мощности сигнала

На рисунке 22 представлено сравнение зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ в проводном канале с потенциальной кривой помехоустойчивости QPSK. ОСШ варьировалось при помощи изменения усиления в передатчике и приёмнике. Из рисунка видно, что при низких ОСШ есть большое расхождение с теоретическими значениями, это может быть связано с некоторыми факторами: например, алгоритм оценки работает менее точно при низких значениях ОСШ, а так же в этой области символьная и частотная синхронизация выполняются хуже, чем при более высоких значениях, что приводит к снижению помехоустойчивости. По мере увеличения ОСШ экспериментально полученные значения вероятности битовой ошибки приближаются к теоретическим, что подтверждает корректность выполнения алгоритмов формирования и приёма.

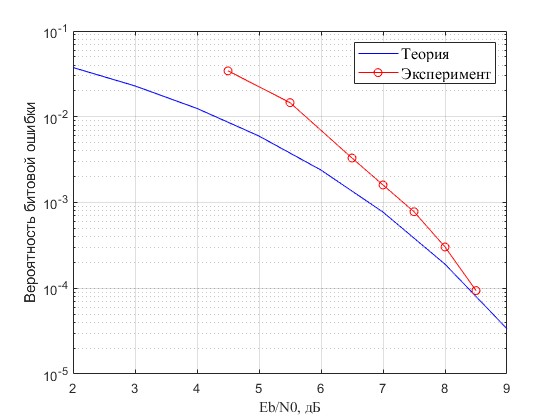


Рис. . Сравнение помехоустойчивости OCDM с потенциальной кривой помехоустойчивости QPSK в проводном канале

4.3.2 Результаты в беспроводном канале

На рисунке 23 представлена усредненная оценка канала, в котором передавался сигнал. Видно, что спектр завален справа, также наблюдаются частотные замирания.

Изображение выглядит как текст, линия, График, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . – Усредненная оценка беспроводного канала

На рисунке 24 представлено сравнение теоретической зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для QPSK с экспериментально полученными значениями. Как и в предыдущем подразделе, ОСШ варьировалось при помощи изменения усиления в передатчике и приемнике. Видно, что экспериментально полученные значения вероятности битовой ошибки выше, чем теоретические, но по мере роста ОСШ, экспериментальные значения стремятся к теоретическим. Такое расхождение теории с экспериментом связано с некоторыми факторами: во-первых, как упоминалось ранее, при низких значениях ОСШ алгоритм оценки оказывается менее точным, а также системы символьной, фазовой и частотной синхронизации работают не так точно, как при высоких значениях. Во-вторых, в канале наблюдается частотная зависимость, что усложняет канал, соответственно помехоустойчивость снижается относительно потенциальной, для выбранного канального алфавита.

Изображение выглядит как текст, линия, График, диаграмма

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Сравнение потенциальной помехоустойчивости QPSK с полученной в ходе эксперимента

Стоит отметить, что полученные значения вероятности битовой ошибки были определены для случая, когда система работала без эквалайзера, так как при его использовании в таком канале значения вероятности битовой ошибки оказываются равными нулю при любом ОСШ. На рисунке 25 представлены значения принятых комплексных символов до и после использования эквалайзера.

Изображение выглядит как диаграмма, текст

Контент, сгенерированный ИИ, может содержать ошибки.

Рис. . Принятые комплексные символы а) до эквалайзера б) после эквалайзера

Видно, что принятые модуляционные символы без эквалайзера распределены по комплексной плоскости, в то время как при наличии эквалайзера символы содержатся четко в квадрантах, определённых сигнальным созвездием QPSK. Так как для данного канального алфавита демодуляция происходит через определение фазы, очевидно, что вероятность битовой ошибки при использовании эквалайзера оказывается нулевой.

Заключение

В результате выполнения ВКР разработана имитационная модель системы с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов, с помощью которой были исследованы характеристики сигналов и получены оценки помехоустойчивости приёма в каналах с АБГШ и с замираниями. Было проведено сравнение помехоустойчивости OCDM с OFDM в каналах с замираниями. Так, применение OCDM позволяет получить энергетический выигрыш 5 дБ в канале EPA, 10 дБ в канале EVA и 12 дБ в канале ETU при уровне вероятности битовой ошибки 10-3 при условии отсутствия частотной расстройки. При её наличии достижимый уровень энергетического выигрыша равняется 14 дБ при одинаковом пик-факторе и не теряя в спектральной эффективности.

Разработана архитектура программной части формирования и обработки сигналов OCDM для реализации на базе SDR платформы. В программной реализации передатчика применяется вычислительно эффективный алгоритм формирования OCDM‑символа. Программная реализация приемника включает в себя системы символьной, фазовой и частотной синхронизации, а также алгоритмы оценки ОСШ и оценки канала.

Реализован прототип многочастотного модема с ортогональным мультиплексированием ЛЧМ-сигналов; проведены экспериментальные исследования в реальном беспроводном канале; достигнута скорость передачи в 16 Мбит/с при использовании QPSK модуляции и NFFT = 64. Получены оценки вероятности битовой ошибки при разных ОСШ в реальном беспроводном канале. Получен спектр сигнала, сравнимый с полученным в результате моделирования. Результатом применения эквалайзера стало снижение вероятности битовой ошибки до нулевых значений при любом ОСШ.

Список использованных источников

1. X. Ouyang and J. Zhao, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing," in IEEE Transactions on Communications, vol. 64, no. 9, pp. 3946-3957, Sept. 2016, doi: 10.1109/TCOMM.2016.2594792.

2. S. Weinstein and P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," in *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, October 1971, doi: 10.1109/TCOM.1971.1090705.

3. J. Liu, P. Yang, T. Q. S. Quek, Y. Xiao and W. Xiang, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing With Index Modulation," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 72, no. 8, pp. 4577-4590, Aug. 2024, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3370447

4. M. S. Omar and X. Ma, "Performance Analysis of OCDM for Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 7, pp. 4032-4043, July 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3055070.

5. M. M. Rahman and H. -G. Ryu, "OCDM System with PAPR Reduction for Sub-THz Wireless Communication," *2023 14th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju Island, Korea, Republic of, 2023, pp. 227-231, doi: 10.1109/ICTC58733.2023.10392744.

6. P. -J. Bouvet, Y. Auffret and C. Aubry, "On the analysis of orthogonal chirp division multiplexing for shallow water underwater acoustic communication," *OCEANS 2017 - Aberdeen*, Aberdeen, UK, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/OCEANSE.2017.8084863.

7. X. Ouyang and J. Zhao, "Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Coherent Optical Fiber Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 18, pp. 4376-4386, 15 Sept.15, 2016, doi: 10.1109/JLT.2016.2598575.

8. Bai, Yiqi & Bouvet, Pierre-Jean. (2018). Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication. Sensors. 18. 10.3390/s18113815.

9.X. Ouyang, C. Antony, F. Gunning, H. Zhang, and Y. L. Guan. (2015).

“Discrete Fresnel transform and its circular convolution.” [Online].

Available: http://arxiv.org/abs/1510.00574

10. F. Gori, “Why is the Fresnel transform so little known?” in *Current*

*Trends in Optics, Lasers and Optical Engineering*, J. C. Dainty, Ed. New York, NY, USA: Academic, 1994, pp. 139–148

11. V. Savaux, "Flexible Communication System for 6G Based on Orthogonal Chirp Division Multiplexing," *2022 1st International Conference on 6G Networking (6GNet)*, Paris, France, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/6GNet54646.2022.9830497.

12. M. S. Omar and X. Ma, "Spectrum Design for Orthogonal Chirp Division Multiplexing Transmissions," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 11, pp. 1990-1994, Nov. 2020, doi: 10.1109/LWC.2020.3010774.

13. Бакулин, М. Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM — М.: Горячия линия – Телеком. 2017. – 352 с.